

## ⑫ 公開特許公報(A) 平4-33527

⑤ Int. Cl.<sup>5</sup>

H 02 J 3/01

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 平成4年(1992)2月4日

B

8021-5G

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全6頁)

⑭ 発明の名称 高調波補償装置

⑯ 特 願 平2-140746

⑰ 出 願 平2(1990)5月30日

⑱ 発 明 者 塩 田 剛 神奈川県大和市上草柳字扇野338番地1 東洋電機製造株式会社技術研究所内

⑲ 出 願 人 東洋電機製造株式会社 東京都中央区八重洲2丁目7番2号

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

高調波補償装置

## 2. 特許請求の範囲

1 電源系統および負荷設備間の系統ラインに設けられる高調波補償装置であって、3相PWMコンバータと、該3相PWMコンバータの交流側各相に系統ラインに直列に接続された交流リアクトルと、前記3相PWMコンバータの直流側端子間に接続された直流コンデンサと、前記交流リアクトルの電源側に併設された高次フィルタと、前記3相PWMコンバータを制御する制御装置を備えたものにおいて、該制御装置は負荷設備の瞬時実電力および虚電力を演算する手段と、該瞬時実電力および虚電力からその低次交流分を検出する手段と、該瞬時実電力および虚電力の低次交流分より第1の電流指令信号を生成する手段と、電源電流からその瞬時実電力および虚電力を演算して第2の電流指令信号を生成する手段と、該第2の電流指令信号を入力して比例微分を施し第3の電流指

P 2

令信号を生成する手段と、該第3の電流指令信号と前記第1の電流指令信号を加算して電流指令信号を生成する手段と、該電流指令信号と前記交流リアクトルに流れる補償電流検出値とを比較して3相PWMコンバータの各相スイッチング信号を生成する手段を具えたことを特徴とする高調波補償装置。

## 3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明は電源系統および負荷設備間の系統ラインに設けられた高調波補償装置の改良に関するものである。

〔従来の技術〕

3相PWMコンバータと、前記3相PWMコンバータの交流側に電源に直列に接続される交流リアクトルと、前記3相PWMコンバータの直流側に端子間に接続される直流コンデンサとで構成されるアクティブフィルタは、アクティブフィルタ自身が発生するリップル電流を除去するために高次フィルタが併設され、全体として高調波補償装

證が構成されるのが一般的である。

このような高調波補償装置においては電源系統のインピーダンスと高次フィルタの間で共振が発生し補償特性が悪化することがある。このような共振をアクティブフィルタによって抑制する制御方式として電源側高調波電流をフィードバックする方法が、昭和62年電気学会全国大会講演論文集の566として「アクティブフィルタの制御方式に関する検討」に報告されている。

以下、このような従来の高調波補償装置について図面を参照しながら説明する。第3図は従来の高調波補償装置を具えた3相交流電源系統の主回路構成図であり、第4図は高調波補償時の系統のブロック図である。

第3図において、3は系統インピーダンスを示し、3相交流系統電源1は系統インピーダンス3を経てサイリスタレオナード装置等の負荷2に負荷側交流リアクトル8を介して電力を供給している。この系統ラインに3相PWMコンバータ5、交流リアクトル4、直流コンデンサ6から成るア

クティブフィルタ及び高次フィルタ7で構成される高調波補償装置が接続されている。

第4図において、33は電源電流の高調波分 $I_{SH}$ のフィードバック制御関数 $G$ 、31はアクティブフィルタの伝達関数 $GAF$ 、32は電源側高調波流入インピーダンス $Z$ であり、電源側高調波流入インピーダンス $Z$ は系統の高調波インピーダンス $Z_s$ および高次フィルタ7のインピーダンス $Z_f$ より次の式で表される。

$$Z = \frac{Z_f}{Z_f + Z_s} \dots\dots\dots (1)$$

このような伝達関数で構成される系統において、負荷電流高調波分 $I_{LH}$ と、電源電流高調波分 $I_{SH}$ にフィードバック制御関数 $G$ を掛けた $IG$ を加えて、それらをアクティブフィルタの伝達関数 $GAF$ の入力とする。

その出力 $IF$ と負荷電流高調波分 $I_{LH}$ の差を電源側高調波流入インピーダンス $Z$ の入力とすると、その出力が電源電流高調波分 $I_{SH}$ となる。

ここで、フィードバック制御関数 $G$ として比例微分回路を採用すれば、電源系統のインピーダン

スと高次フィルタ7の間で発生する共振を抑制し、補償性能を向上させることができる。比例微分回路を採用した時、フィードバック関数 $G$ は比例微分回路の伝達関数となり次式で表される。

$$G = \frac{KTS}{1 + TS} \dots\dots\dots (2)$$

ここに

$K$ ：比例微分回路のゲイン

$T$ ：比例微分回路の時定数

を示す。

〔発明が解決しようとする課題〕

第2図に示した負荷2の負荷側交流リアクトル8の値が小さい時、負荷電流 $I_{LU}$ 、 $I_{LV}$ 、 $I_{LW}$ の重なり角が小さくなり、有限な値を有する交流リアクトル4のためにアクティブフィルタは負荷電流 $I_{LU}$ 、 $I_{LV}$ 、 $I_{LW}$ の転流時に補償指令に追従できなくなる。その結果、高次高調波の抑制は高次フィルタ7で行なうとしても、低次高調波が多量に残るという不具合があった。

この抑制されない低次高調波は第4図において $I_{LH} - IF$ で示される電流の中で低次の電流であ

り、フィードバック関数 $G$ のゲインを上げても抑制できない電流である。

本発明は前記の不具合を解消して、低次から高次に至る高調波を抑制する高調波補償装置を提供するものである。

〔課題を解決するための手段〕

本発明にかかる高調波補償装置は電源系統および負荷設備間の系統ラインに設けられる高調波補償装置であって、3相PWMコンバータと、該3相PWMコンバータの交流側各相に系統ラインに直列に接続された交流リアクトルと、前記3相PWMコンバータの直流側端子間に接続された直流コンデンサと、前記交流リアクトルの電源側に併設された高次フィルタと、前記3相PWMコンバータを制御する制御装置を備えたものにおいて、該制御装置は負荷設備の瞬時実電力および虚電力を演算する手段と、該瞬時実電力および虚電力からその低次交流分を検出する手段と、該瞬時実電力および虚電力の低次交流分より第1の電流指令信号を生成する手段と、電源電流からその瞬時実

電力および虚電力を演算して第2の電流指令信号を生成する手段と、該第2の電流指令信号を入力して比例微分を施し第3の電流指令信号を生成する手段と、該第3の電流指令信号と前記第1の電流指令信号を加算して電流指令信号を生成する手段と、該電流指令信号と前記交流リアクトルに流れる補償電流検出値とを比較して3相PWMコンバータの各相スイッチング信号を生成する手段とを具えたことを特徴とするものである。

## 〔作用〕

本発明にかかる高調波補償装置においては、負荷電流の瞬時実電力および虚電力よりバンドパスを利用して、低次の高調波分を検出して第1の電流指令信号を得る事により、第1の電流指令信号の波形が従来は鋸歯状であったものがバンドパスにより正弦波状に緩やかなものとなるので、有限の値を有する交流リアクトル4により有限のスイッチング周波数で十分な低次補償性能を得る事ができる。

高次の高調波分は高次フィルタにより抑制する

ことができる。又、低次の高調波分が残った場合には、電源電流の瞬時実電力および虚電力より生成した第2の電流指令信号およびその値を比例微分した第3の電流指令信号により電源インピーダンスと高次フィルタとの間で発生する共振を抑制することができる。

## 〔実施例〕

以下、一実施例につき図面を参照しつつ説明する。本発明にかかる高調波補償装置を具えた3相交流電源システムの主回路構成図は、従来の場合と同様に第3図に示した通りであり、第1図は本考案にかかる高調波補償装置の一実施例の制御装置のブロック図を示す。

3相交流系統電源1は系統インピーダンス3および負荷側交流リアクトル8を経てサイリスタレオナード装置等の負荷2に電力を供給し、負荷2の各相には負荷電流 $I_{Lu}$ 、 $I_{Lv}$ 、 $I_{Lw}$ が流れ込んでいる。この系統ラインに負荷2と並列に高次フィルタ7とアクティブフィルタが接続されている。アクティブフィルタは3相PWMコンバータ5と、

その交流側各相端子を系統ラインへ接続する交流リアクトル4と、3相PWMコンバータの直流側端子間に接続された直流コンデンサ6とから成っている。

3相PWMコンバータ5はオン、オフ可能なスイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ およびダイオード $D_1 \sim D_6$ から構成され、各スイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ はそれぞれダイオード $D_1 \sim D_6$ を並列接続された上、3相ブリッジ回路として接続され、制御装置から供給されるスイッチング信号 $V_a$ によりスイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ がオン、オフされて高調波補償を行うものである。

なお、3相PWMコンバータ5の交流側に直列に挿入された交流リアクトル4は、3相PWMコンバータ5の電流の立ち上がりを制限するためのものであり、直流側に接続された直流コンデンサ6は、3相PWMコンバータ5の直流側の電圧を安定化させるためのものであって、通常は3相交流系統電源1の電圧と等しい3相PWMコンバータ5の交流側電圧の2倍程度の電圧に充電されて

いる。

今、第3図に示す主回路構成において、負荷2に流入する負荷電流を $I_{Lu}$ 、 $I_{Lv}$ 、 $I_{Lw}$ 、アクティブフィルタすなわち3相PWMコンバータ5に流入する補償電流を $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 、高次フィルタ7に流入するフィルタ電流を $I_{Fu}$ 、 $I_{Fv}$ 、 $I_{Fw}$ とすると、系統電源1に流れる電源電流 $I_{Su}$ 、 $I_{Sv}$ 、 $I_{Sw}$ は負荷電流と補償電流とフィルタ電流とをベクトル的に加算したものとなる。従って、補償電流とフィルタ電流のベクトル和 $I_u + I_{Fu}$ 、 $I_v + I_{Fv}$ 、 $I_w + I_{Fw}$ がそれぞれ負荷電流 $I_{Lu}$ 、 $I_{Lv}$ 、 $I_{Lw}$ の高調波分を打ち消すものであればよい。

前記のような高調波補償を行うため、ここでは以下に説明するような3相～2相変換を行い、実電力および虚電力なる概念を導入している。この概念については昭和58年7月発行の電気学会論文誌103巻B分冊7号掲載の論文58-H60の「瞬时无効電力の一般化理論とその応用」などとして発表されているが、以下、その演算法について説明する。

この概念は、まず次の(3)～(5)式を用いて3相の負荷電流  $I_{LU}$ ,  $I_{LV}$ ,  $I_{LW}$  および系統電圧  $e_U, e_V, e_W$  を2相の電流  $I_{La}$ ,  $I_{L\beta}$  および電圧  $e_a, e_\beta$  に変換するものである。

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_\beta \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} e_U \\ e_V \\ e_W \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

$$\begin{bmatrix} I_{La} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} I_{LU} \\ I_{LV} \\ I_{LW} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

ここで  $[C]$  は3相～2相の変換行列である。

上記(3)～(5)式より求めた2相の電圧および電流を用いると、次の(6)式により実電力  $p$  および虚電力  $q$  が求められる。

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e_\beta \\ -e_\beta & e_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{La} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

の符号を反転し、実電力指令信号  $p_1^*$  および虚電力指令信号  $q_1^*$  として電流指令値演算回路14へ出力する。

$$p_1^* = -p_1 \dots\dots\dots (9)$$

$$q_1^* = -q_1 \dots\dots\dots (10)$$

これらは電流指令値演算回路14において生成する電流指令信号の原形となるものである。すなわち、(9)式により得られる実電力指令信号  $p_1^*$  を基に低次高調波有効電力が制御され、(10)式により得られる虚電力指令信号  $q_1^*$  を基に低次高調波無効電力が制御される。

電流指令値演算回路14は、実電力指令信号  $p_1^*$ 、虚電力指令信号  $q_1^*$  および系統電圧  $e_U, e_V, e_W$  を受けて、前記(3)式および次の(11)～(13)式に従って、2相電流指令信号  $i_{a1}^*, i_{\beta1}^*$  を得、2相～3相変換を行って電流指令信号  $i_{U1}, i_{V1}, i_{W1}$  を生成して加算回路15へ出力する。

$$\begin{bmatrix} i_{a1}^* \\ i_{\beta1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e_\beta \\ -e_\beta & e_a \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_1^* \\ q_1^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

これらの実電力  $p$  および虚電力  $q$  は、次の(7)、(8)式によりそれぞれ直流分  $\bar{p}, \bar{q}$  と低次交流分  $\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$  および高次交流分  $\tilde{p}_H, \tilde{q}_H$  に分解される。

$$p = \bar{p} + \tilde{p}_L + \tilde{p}_H \dots\dots\dots (7)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q}_L + \tilde{q}_H \dots\dots\dots (8)$$

ここで、2相負荷電流  $I_{La}, I_{L\beta}$  の低次高調波分は実電力の低次交流分  $\tilde{p}_L$  および虚電力の低次交流分  $\tilde{q}_L$  に変換されるので、バンドパスフィルタを通して分離することができる。

次に、以上に述べた原理に基づいて構成された第1図の制御装置を説明する。

電力演算回路11は負荷電流  $I_{LU}, I_{LV}, I_{LW}$  に比例する負荷電流信号  $i_{LU}, i_{LV}, i_{LW}$  と、系統電圧  $e_U, e_V, e_W$  とを受けて、(3)～(6)式に従って瞬時実電力  $p_1$  および瞬時虚電力  $q_1$  を演算し、これらをバンドパスフィルタ12へ送る。

バンドパスフィルタ12はこれらから直流分および高次交流分を除去して、瞬時実電力の低次交流分  $\tilde{p}_{1L}$  および瞬時虚電力の低次交流分  $\tilde{q}_{1L}$  を符号反転回路13へ送出する。符号反転回路13はこれら

$$\begin{bmatrix} i_{U1} \\ i_{V1} \\ i_{W1} \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} i_{a1}^* \\ i_{\beta1}^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

なお、 $[C]^{-1}$  は  $[C]$  の逆変換行列である。

次に、電力演算回路21は電源電流  $I_{SU}, I_{SV}, I_{SW}$  に比例する電源電流信号  $i_{SU}, i_{SV}, i_{SW}$  と、系統電圧  $e_U, e_V, e_W$  とを受けて、(3)～(6)式に従って瞬時実電力  $p_2$  および瞬時虚電力  $q_2$  を演算し、これらをハイパスフィルタ22へ送る。

ハイパスフィルタ22はこれらから直流分を除去して、瞬時実電力の交流分  $\tilde{p}_2$  および瞬時虚電力の交流分  $\tilde{q}_2$  を符号反転回路23へ送出する。符号反転回路23はこれらの符号を反転し、実電力指令信号  $p_2^*$  および虚電力指令信号  $q_2^*$  として電流指令値演算回路24へ出力する。

$$p_2^* = -\tilde{p}_2 \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$q_2^* = -\tilde{q}_2 \quad \dots\dots\dots (15)$$

電流指令値演算回路24は、実電力指令信号 $p_2^*$ 、虚電力指令信号 $q_2^*$ および系統電圧 $e_u, e_v, e_w$ を受けて、前記(3)、(13)式および次の(16)～(17)式に従って2相電流指令信号 $i_{\alpha 2}^*, i_{\beta 2}^*$ を得、2相～3相変換を行って電流指令信号 $i_{u2}, i_{v2}, i_{w2}$ を生成して比例微分回路25へ出力する。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 2}^* \\ i_{\beta 2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_2^* \\ q_2^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$\begin{bmatrix} i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} i_{\alpha 2}^* \\ i_{\beta 2}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (17)$$

比例微分回路25は電流指令信号 $i_{u2}, i_{v2}, i_{w2}$ を得て、(2)式の伝達関数に基づいて第3の電流指令信号 $i_{u2}', i_{v2}', i_{w2}'$ を演算し加算回路15へ出力する。

加算回路15は電流指令信号 $i_{u1}, i_{v1}, i_{w1}$ と

電流指令信号 $i_{u2}', i_{v2}', i_{w2}'$ とを各相それぞれ加算して電流指令信号 $i_u^*, i_v^*, i_w^*$ を生成し、電流制御回路16へ送出する。

電流制御回路16は電流指令信号 $i_u^*, i_v^*, i_w^*$ と補償電流 $I_u, I_v, I_w$ に比例する補償検出電流信号 $i_u, i_v, i_w$ とを比較し、例えば

$$i_u^* \geq 0 \quad \text{で且つ} \quad i_u \leq i_u^*$$

なるとき、3相PWMコンバータ5のスイッチング素子 $S_4$ をオンし、

$$i_u^* \geq 0 \quad \text{で且つ} \quad i_u > i_u^*$$

なるときスイッチング素子 $S_4$ をオフし、また

$$i_u^* < 0 \quad \text{で且つ} \quad i_u \leq i_u^*$$

なるとき、スイッチング素子 $S_1$ をオフするようないスイッチング信号 $V_g$ を生成するものであり、このスイッチング信号 $V_g$ によってスイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ がオン、オフ制御され、高調波補償装置の各相の電流瞬時値が制御される。

このようにして、電流指令信号 $i_{u1}, i_{v1}, i_{w1}$ により低次の高調波成分が補償され、高次フィルタにより高次の高調波成分が補償される。又、

電源インピーダンスと高次フィルタによる共振は電流指令信号 $i_{u2}', i_{v2}', i_{w2}'$ により抑制される。

#### 〔発明の効果〕

以上、一実施例により詳細に説明したように、本発明にかかる高調波補償装置は、負荷に接続される負荷側交流リアクトルが小さい場合でも、低次の高調波をバンドパスを使用して検出する事により良好に補償する事ができ、高次の高調波は高次フィルタにより補償する事ができる。

又、補償しきれなかった低次の高調波の、電源インピーダンスと高次フィルタによる共振による増大も電源電流を検出する事によって抑制できる。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明にかかる高調波補償装置の一実施例の制御装置のブロック図、第2図は補償電流指令信号 $i_{u2}', i_{v2}', i_{w2}'$ の発生回路図、第3図はこの種の高調波補償装置を具えた3相交流電源系統の主回路接続図、第4図は高調波補償時の系統のブロック図である。

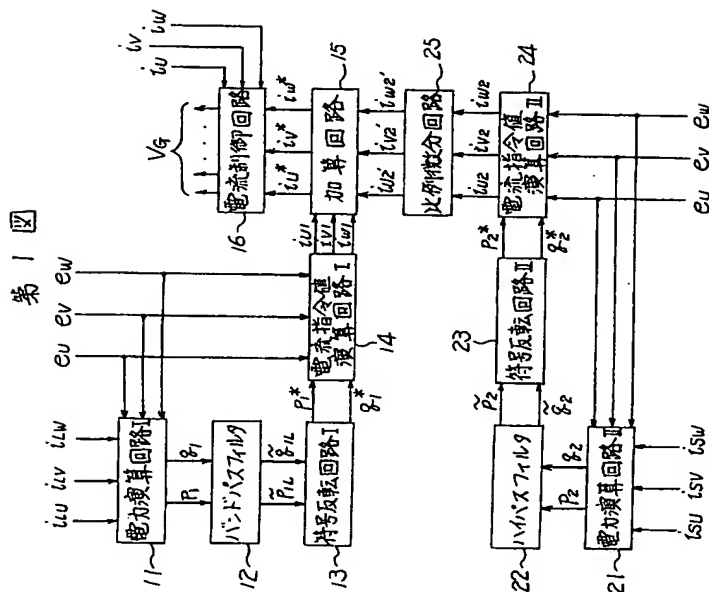
1 …… 3相交流系統電源、2 …… 負荷、3 ……

系統インピーダンス、4 …… 交流リアクトル、5 …… 3相PWMコンバータ、6 …… 直流コンデンサ、7 …… 高次フィルタ、8 …… 負荷側交流リアクトル、11, 21 …… 電力演算回路、12 …… バンドパスフィルタ、22 …… ハイパスフィルタ、13, 23 …… 符号反転回路、14, 24 …… 電力指令演算回路、15 …… 加算回路、16 …… 電流制御回路。

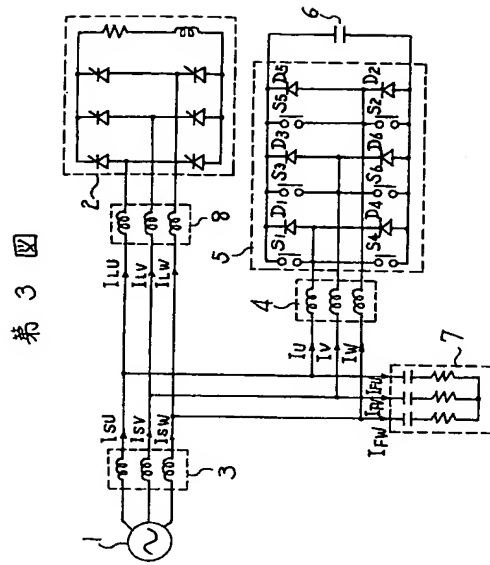
特許出願人

東洋電機製造株式会社

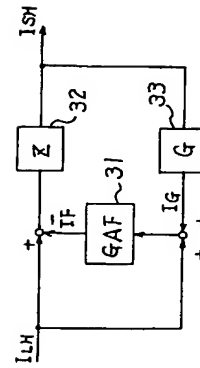
代表者 上 村 哲



第1図



第3図



第4図

第2図 (a) (b)

